

窒化ガリウム (GaN) FETを使用したワイヤレス給電用E級送信機

著者	市原 文夫, 大村 一郎
雑誌名	電力技術/電力系統技術/半導体電力変換 合同研究会
ページ	EDD-16-069/SPC-16-156
発行年	2016-11-15
URL	http://hdl.handle.net/10228/00006159

窒化ガリウム (GaN) FETを使用したワイヤレス給電用E級送信機

市原 文夫* 大村 一郎 (九州工業大学)

GaN FET Class E HF band Transmitter for Wireless Energy Transfer

Fumio Ichihara*, Ichiro Omura, (Kyushu Institute of Technology)

Gallium nitride (GaN) FET with the excellent high-frequency characteristics is adopted to a shortwave band wireless power transmitter. In this study, a high-efficiency Class E amplifier with GaN-FET and a shortwave band magnetic resonance wireless transmission method are used with newly developed optimization circuit for the drive waveform, addition with new protection circuit. Longer transmission distance with high efficiency and high reliability were achieved.

キーワード：窒化ガリウムFET, E級アンプ, 送信機, ワイヤレス給電, 短波帯, 磁気共振 (GaN FET, Class E amplifier, transmitter, wireless, HF band, magnetic resonance,)

1. はじめに

ワイヤレス給電は接続不要の利便性とその優れた絶縁機能により、現在多くの機器に展開されている。しかしながらこれらの機器は、主に 1MHz 以下の周波数のスイッチングとフェライト材を用いた数 mm の至近距離や、薄い絶縁材を介した磁界結合によるワイヤレス給電であった。(1) (2)

一方、高性能素子であるワイドバンドギャップ半導体もその優れた高速性、高耐圧性によりパワーエレクトロニクス分野に於いて実用化が進められており今後、多くの分野に導入されてゆくことが予測されている。

本論では、短波帯を使用した磁気共振ワイヤレス給電の cm 単位以上の空間距離へ高効率でのエネルギー伝送性に着目 (3) (4)、空間という優れた絶縁性を生かし、IGBT のゲート駆動電源等の高電圧機器への応用の可能性を見据えて、実用化が進み高周波特性の優れたワイドバンドギャップ半導体である窒化ガリウム (GaN) FET を短波帯で高効率で動作させ、負荷条件の固定が困難なワイヤレス給電の特異性に耐える高効率、高信頼の短波帯の送信機を

- 1) 窒化ガリウム (GaN) FET を使用し動作条件を最適化
- 2) 高効率でサージ電圧に有利なE級動作
- 3) ワイヤレス給電を考慮した保護機能を搭載することによって、試作、検証した。(図1参照)

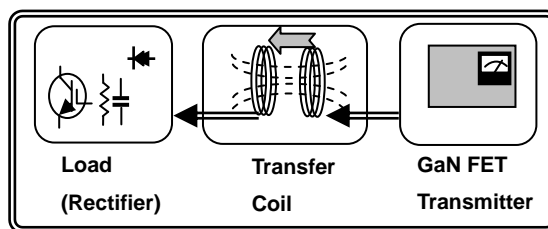


図1 ワイヤレス伝送装置の写真と構成

Fig.1. HF band Wireless Transmitter and Receiver

2. ワイヤレス給電用E級送信機

〈2-1〉 全体構成の概要

ワイヤレス給電用送信機の全体構成を図2に示す。周波数は高周波加熱等で使用される 13.56MHz への展開を考慮し 13.56MHz を同期カウンタで 1/2 に分周した 6.78MHz とし、テキサスインスツルメンツ社製ドライバ LM5114A (5) で駆動した。出力素子として Efficient Power Conversion Corporation 社 (以下 EPC 社) 製、窒化ガリウム FET EPC1011 (EPC1010) (6) を使用しE級アンプとして動作さ

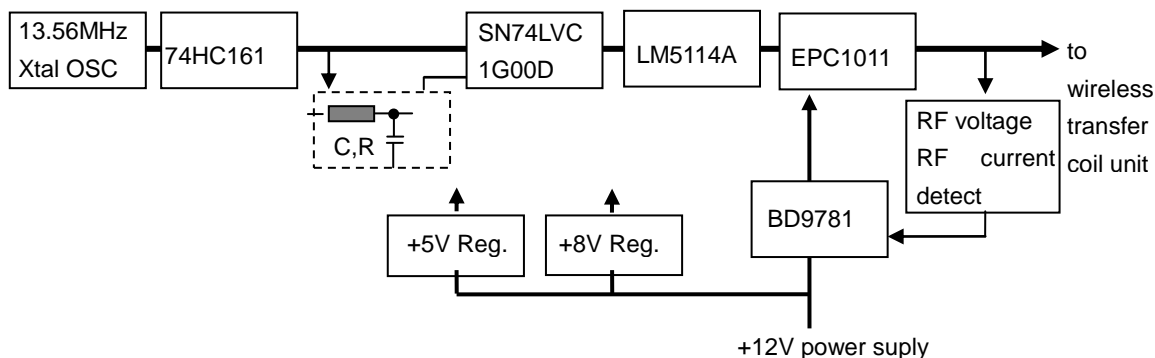


図 2. GaN FET E 級送信機 全体構成図
Fig. 2. Block Diagram of Class E Transmitter

せた。後述の通り、高周波における窒化ガリウム FET 駆動条件改善の為に駆動期間伸張回路をクロック信号発生回路の周波数分周カウンタとドライバ IC の間に設けている。また、負荷の特定ができないワイヤレス給電の特性を考慮し保護を設けている。

〈2・2〉 出力 FET

出力 FET には、小型で定格が大きく、ベアチップでリードインダクタンスを小さく実装できる EPC 社製、窒化ガリウム FET EPC1011 (EPC1010) を使用した。FET EPC1011 の主な仕様を表 1、表 2 に示す。

窒化ガリウム FET EPC1011 (EPC1010) の特徴としてゲート耐圧が +6V、-5V と Si MOS FET に比較し低く、スレッショルド電圧とゲート耐圧の差が小さい。そのため駆動時、Si MOS FET 等で行われているゲートドライブのオーバードライブが困難である。仕様によれば EPC1011 のスレッショルド電圧は Typ 値 1.4V であるが、オン領域で飽和電圧を下げる様ドライブすると、ゲート耐圧近くまでドライブする必要が出てくる。このとき窒化ガリウム FET ドライブのデューティ比が見かけ上小さくなる影響を避けるため、ドライブ段の前に駆動パルスの伸張回路を設けた。

〈2・3〉 クロック制御信号発生部

クロック信号は 13.56MHz 水晶発振器の出力をデューティ比 50% にする為バイナリ同期カウンタ 74HC161 で 1/2 に分周し 6.78MHz デューティ比 50% のパルス作成し窒化ガリウム FET 駆動の基本パルスとした。

〈2・4〉 パルス伸張部

クロック信号発生部の後に NAND ゲートと CR 遅延 (積分) 回路による図 3 に示す駆動パルス幅の伸張回路を設けた。数 100kHz 程度では問題でなかったドライブ波形のスイッチング波形の遷移 (傾斜) 部の、周期に対する占める割合も周波数が高くなると無視できず、今回使用した窒化ガリウム FET はゲートソース間耐圧が低くゲートスレッショルド電圧に対しオーバースイングができないため、CR の遅延を利用して約 7ns のドライブ期間の伸張をおこなった。伸張時間の調整は C 及び R の定数変更により可能である。

表 1 EPC1011 最大定格 (EPC 社資料より抜粋) ⁽⁶⁾

Table 1. Maximum Rating of EPC1011 (Excerpt of Efficient power conversion corporation datasheet)

Maximum Ratings			
V _{DS}	Drain-Source Voltage	150	V
I _D	Continuous (T _A =25° C, θ _{JA} =40)	12	A
	Pulsed (25° C, T _{pulse} =300 μs)	40	
V _{GS}	Gate to Source voltage	6	V
	Gate to Source voltage	-5	
T _J	Operating temperature	-40 ~125	°C

表 2 EPC1011 代表的特性 (EPC 社資料より抜粋) ⁽⁶⁾

Table 2. Typical characteristics of EPC1011 (Excerpt of Efficient Power Conversion Corporation datasheet)

	Conditions	Min	Typ	Max	unit
Static Characteristic					
V _{th}	V _{DS} =V _{GS} , I _D =3mA	0.7	1.4	2.5	V
R _{on}	V _{GS} =5V, I _D =12A		18	25	mΩ
Dynamic Characteristic					
C _{iss}	V _{DS} =75V		440		pF
C _{oss}	V _{GS} =0		340		
C _{rss}			30		

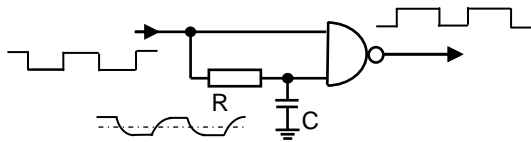


図3 CMOS NAND ゲートを用いたドライブ期間伸張回路
Fig.3. Delay Circuit for drive period expander

〈2・5〉窒化ガリウム FET ドライブ部

周波数 6.78MHz を考慮すれば仕様として厳しい条件であるが、窒化ガリウム FET のドライブ素子として入手が容易で、ドライブ能力の高いテキサスインスツルメンツ社の LM5114A を使用した。

窒化ガリウム FET EPC1011 はノーマリーオフ仕様であるが、コンデンサ結合による AC ドライブとして窒化ガリウム FET オフ時、ゲートが負電圧になるように駆動した。

〈2・6〉 GaN FET 出力部と設計

出力部の回路図を図4に示す。出力素子は窒化ガリウム FET EPC1011 (EPC1010) を用いた E 級アンプとし、ドレイン出力の共振はトリマコンデンサを使用し調整可能とした。出力は動作検証を容易とするため 50Ω 不平衡(同軸)出力とし、マッチング方式は L マッチング構成とした。L マッチングのインダクタは、ドレイン共振用のコイルに含めてトロイダルコイルで構成している。共振用トリマコンデンサの調整は窒化ガリウム FET のドレイン波形を観測しドライブの開始時点でのドレイン波形の傾きが 0 になるように設定している。0 V スwitching 動作の E 級アンプはドレイン電圧サージに対して有利であるが、サージ対策としてドレイン～ソース間に、ドレイン耐圧保護のためツェナーダイオードを端子間容量の削減と耐力増加の目的で複数直列にしたものを挿入している。また、各部品定数の設計については先行研究として設計が多くなされているので、E 級増幅部の部品定数の設計に参考文献⁽⁷⁾⁽⁸⁾⁽⁹⁾ の E 級増幅器に関する資料を使い設計を行った。また、出力回路に L マッチングを使用したので、設計を簡便に行うため、具体的な定数の設計に際し、表計算ソフトを利用し各要素から出力が得られる表と出力から各要素が得られる順、逆 2 つの計算表を作成し効率的な各電氣的定数の設計を行った。

仕様及び得られた設計緒元を表3に記載する。電源は 12V 供給に対し、保護回路での電圧降下分及び窒化ガリウム FET の飽和電圧分を 1.5V 見込んで 10.5V として設計した。

窒化ガリウム FET の実装写真を写真1に、作成した基板全体を写真2にしめす。基板実装は窒化ガリウム FET の放熱を効果的に行い、且つ配線を最短にする為に、4 層基板を用いた。基板の部品面に窒化ガリウム FET EPC1011 を実装し、半田面にドライブ回路を実装した。放熱はプリント基板

の部品面側にシリコンゴム伝導材を挟み込んだ放熱板を設け、基板表面の熱を放熱板に伝導することにより、チップ周辺の基板温度を間接的に下げて窒化ガリウム FET の放熱をする構造としている。

表3 設計緒元

Table 3. Specifications and design circuit constants of transmitter

Transmitter Specifications	Frequency	6.78 MHz
	Power supply	12.0 V
	Drain supply voltage	10.5 V
	Load impedance	50 Ω
	RF Output	8.5 W
Circuit constants (design)	Shunt Capacitor	583 pF
	Resonator capacitor	396 pF
	Output coil (include resonator coil)	2.01 μF
	Matching capacitor	1127 pF

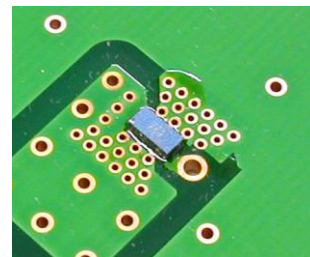


写真1 GaN FET 実装写真

Photo 1. Picture of EPC1011 on Printed Wiring Board



写真2 基板全体写真

Photo 2. Printed Wiring Board of Transmitter

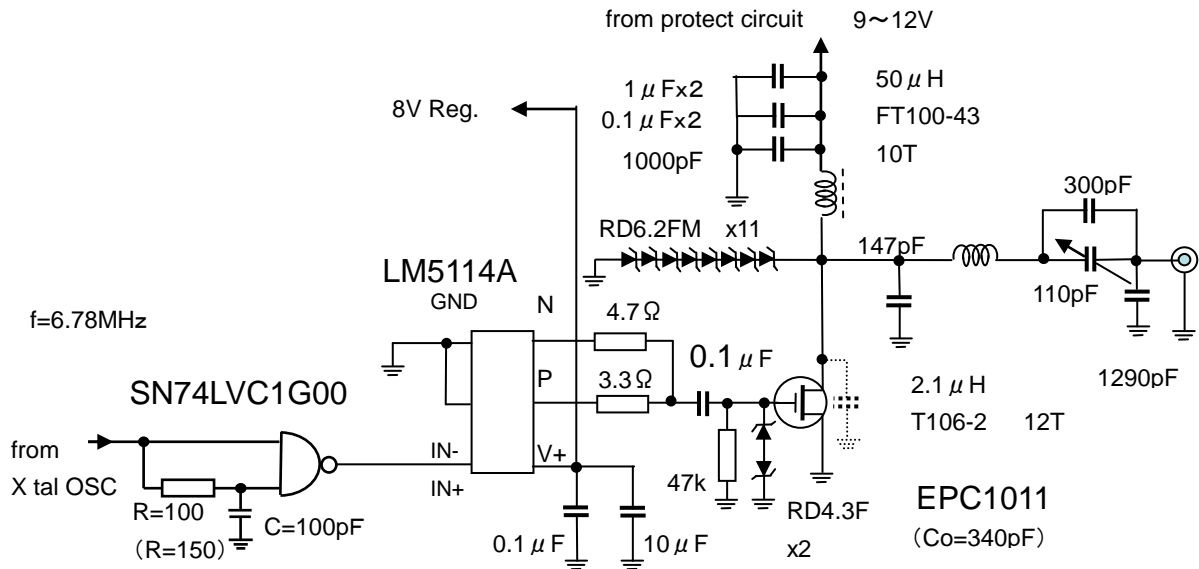


図4 ドライブ部及び出力部回路

Fig.4. Drive and final stage circuit of transmitter

〈2・7〉 高周波出力保護回路

ワイヤレス給電用送信機は負荷条件の明確な通信用の短波帯無線送信機等と異なり、調整時、あるいは負荷変動時など、送信機の負荷状態が特定できず、過負荷あるいは軽負荷状態に陥る可能性がある。本送信機では伝送コイルへの出力インピーダンスを 50Ω で設計し、E 級アンプの出力インピーダンスとのマッチング回路として出力部に L マッチを採用している。そのため、L マッチングの持つインピーダンス反転機能が過負荷時一種の保護回路として動作すると考えられるが、どのような状態でも故障等に至る事がないように本送信機では保護回路を設けた。

保護回路の高周波電流、高周波電圧検出回路の回路図を図5に示す。保護検出回路は、出力端子の高周波電圧を尖頭値整流して検出すると共に出力端子に流れる高周波電流をトロイダルコアで構成したカレントトランスで変換、尖頭値整流で電圧値として検出している。検出した電圧により、E 級アンプのドレイン電源供給電圧を制御し、ドレイン電圧を降下させ出力窒化ガリウム FET の保護を行っている。保護のドレイン電源の電圧の制御はロスの低減を考慮しデューティ 100% まで動作可能なローム株式会社製、スイッチング電源用 IC BD9781⁽¹⁰⁾ を用いたスイッチング電源とした。BD9781 はデューティ 100% までオン領域が広がり、保護動作を行わない領域では、完全に飽和しスイッチング素子の飽和電圧に相当する電圧に相当する約 $0.3V\sim 0.5V$ の電圧降下によるロスが発生する。

3. 結果

〈3・1〉 ドライブ波形

伸長用 C、R が $R=100\Omega$ 、 $C=100pF$ 、 50Ω 負荷の動作時の窒化ガリウム FET ゲート波形とドレイン波形及び高周波出力波形を写真3に示す。同期カウンタ IC によって分周されたデューティ比 50% の信号は、駆動期間伸張回路によって 7ns 伸長され、0V を中心に正電圧、負電圧の期間が異なりデューティ比は 55% に伸長されて窒化ガリウム FET がドライブされている。このとき、窒化ガリウム FET のドレイン電圧波形の実効的な駆動期間のデューティ比は 49% になっている。遷移時間をみるとスイッチング用駆動波形としては不十分と思われるが、効率から推測すれば 0V スwitching である E 級増幅器の特性により、大きなスイッチングロスが発生していないと予測される。

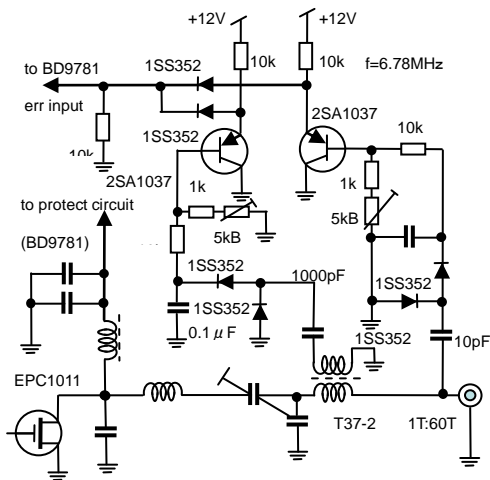


図5 保護検出回路

Fig.5. RF voltage and current detect circuit

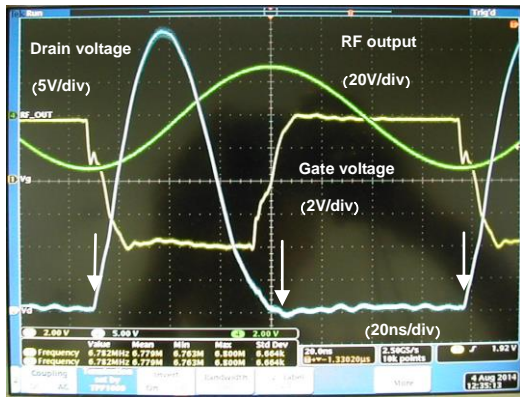


写真3 EPC1011 GaN FET ゲート波形、ドレイン波形
Photo 3. GaN FET gate and drain wave form

〈3・2〉 駆動期間伸長回路の効果

R=150 Ω の場合の C による伸張量の結果を図 6 に示す。駆動期間の値はドレイン波形に対するゲートドライブ電圧を読み、実際のゲートドライブ波形の観測によった。

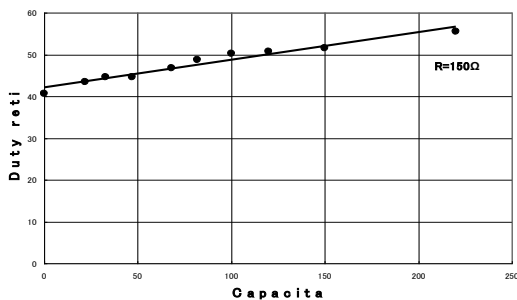


図 6 R=150Ω を使用した時のデューティ比
Fig.6. Delay capacitor effect for duty ratio at R=150Ω

ドライブ期間伸張に対する効率を図 7 に示す。ドライブ期間伸張を行わないとき、出力アンプはデューティ比 41% で動作し、電源電圧 12V に於いて効率は 74.5% であった。デューティ比を 50% 相当にドライブ期間を伸張することにより効率は 77.5% に改善できている。

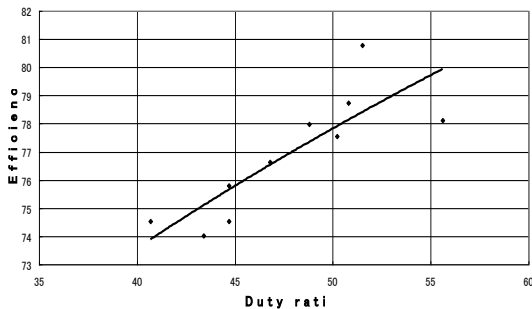


図 7 デューティ比と効率
Fig.7. Output efficiency about drive ratio

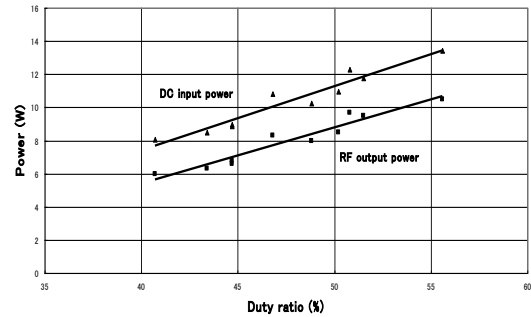


図 8 デューティ比に対する DC 入力および RF 出力
Fig.8. Character of DC power input and RF output

また、デューティ比に対する、窒化ガリウム FET のドレイン(DC)入力および高周波 (RF) 出力を図 8 に示す。ドライブ期間を伸長し、適正な値にすることにより、出力として設計値の 8.5W の出力が得られ、設計値が得られている。

〈3・3〉 保護回路動作

50Ω の疑似負荷を使用し高周波出力電圧により出力を 5W に制限した場合の高周波出力電圧による高周波電力の出力制限特性を図 9 に示す。このとき伸長用 R,C は R=100 Ω , C=100pF を使用し高周波出力電流による制限はない条件に設定している。出力の制限が無い場合に比べ電源電圧の変化による出力の増加に対し良好に高周波出力が制限されている。

同様 50Ω の疑似負荷を使用し高周波出力電流により出力を 5W に制限した場合の高周波出力電流による保護回路の高周波出力の制限特性を図 10 に示す。このとき伸長用 R,C は R=100 Ω , C=100pF を使用し高周波出力電圧による出力の制限はない条件に設定している。電源電圧の変化による高周波出力電流増加に対しても良好に高周波出力制限特性が機能している。

負荷に対する高周波出力制限特性を図 11 に示す。負荷は抵抗負荷を使用した。このとき、高周波出力電圧及び高周波出力電流の制限はおおよそ 50Ω 負荷時出力 5W に設定されている。結果は負荷が変化しても出力は 5W 以下に制限されている。

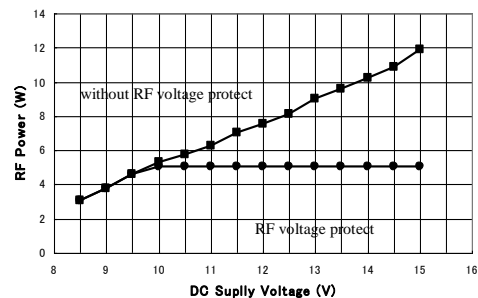


図 9 高周波出力電圧制御特性
Fig.9. Limit character of RF voltage protector

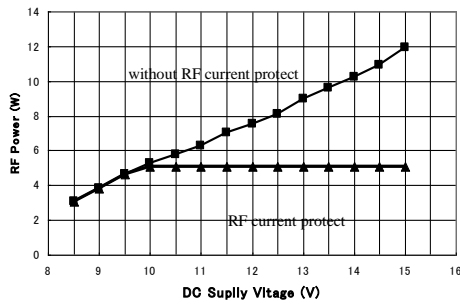


図 10 高周波出力電流制御特性

Fig10. Limit character of RF current protector

磁界共振による伝送方式をワイヤレス給電に使用した場合、調整時等において送信機側から見た伝送部側のインピーダンスは必ずしも一定とはならず、L マッチング回路のインピーダンス反転機能を全ての条件で期待することは危険であり本機のような保護回路を搭載することは、機器保護の観点から有効である。また、設計条件により出力部にマッチング回路を備えず直接負荷に出力を供給する送信機において更に保護回路は有効と考えられる。

試作した、6.78MHz ワイヤレス給電用送電ユニットの完成写真を、写真 4 に示す。

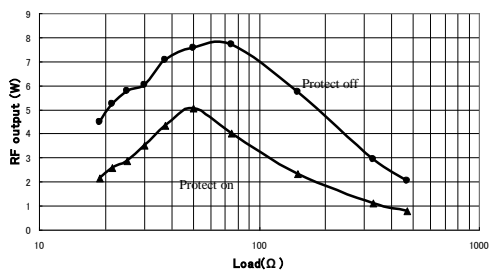


図 11 負荷特性

Fig.11. Load character of transmitter



写真 4 ワイヤレス給電送信装置

Photo 4. Transmitter for wireless energy transfer

4. まとめ

窒化ガリウム FET を使用した短波帯 E 級アンプを試作し、窒化ガリウム FET 駆動期間の伸張回路の導入によって動作条件の最適化を行い E 級増幅器の高周波化にともなう遷移時間の影響による出力及び効率の低下が避けられ、6.78MHz において 77.5% の高効率を得られた。伸張回路の導入は設計値に対する再現性が改善されると共に、出力及び効率が改善でき、高周波に於ける E 級増幅器の設計に際し有効であることが確認された。使用の拡大が予想される窒化ガリウム FET 等のゲート耐圧の余裕が少ない素子の高周波での使用において、駆動時間の伸長は設計値の再現に有効な手段であることが期待できる。高周波出力電圧、電流による保護回路は、信号伝送用送信機とは異なり、負荷状態が特定できない状態が存在するワイヤレス伝送用送信機の特殊性に対し、高信頼のワイヤレス伝送装置の手段として期待できる。

文 献

- (1) 北村浩康, 加田恭平, 低出力非接触充電器の待機電力低減法, パナソニック電工技報, Vol.58 No.2, pp.64-67 (2010)
- (2) 片平洋一, 小川恭史, 非接触給電装置の効率改善, 愛知電機技報, No.34, (2013)
- (3) André Kurs, Aristeidis Karalis, Robert Moffatt, J. D. Joannopoulos, Peter Fisher, Marin Soljačić, "Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances", SCIENCE, Vol.317, pp.83-86(2007)
- (4) Alanson P. Sample, David T. Meyer, and Joshua R. Smith, "Analysis, Experimental Results, and Range Adaptation of Magnetically Coupled Resonators for Wireless Power Transfer", IEEE, pp.1-11 (2010)
- (5) LM5114 Single 7.6A Peak Current Low-Side Gate Driver, <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm5114.pdf>,
- (6) EPC1011-Enhancement Mode Power Transistor, <http://epc-co.com/epc>
- (7) 上野 伴希, 「2005 年秋季実用マイクロ波講座「無線機設計における RF 技術のすべて」」, <http://www.hi-ho.ne.jp/uwano/download/k-seminar08.pdf>, pp.10(2005)
- (8) Mihai Albulet, "RF POWER AMPLIFIERS", pp215-301, Noble Publishing Corporation (2001)
- (9) Steve C. Cripps, "RF Power Amplifiers for Wireless Communications", p156-178, Artech House INC., (1999)
- (10) 「フレキシブル降圧スイッチングレギュレータパワー-MOSFET 内蔵タイプ」, http://rohmfs.rohm.com/en/products/databook/datasheet/ic/power/switching_regulator/bd9778f-e.pdf#search=BD9781HFP